単相ハーフブリッジ高力率コンバータにおける コンデンサ電圧平衡化の一方式

学生員 藤田 崇之* 正員 飯田 祥二*

A Method for Balancing Capacitor Voltages in Single-Phase Half-Bridge PFC Converter

Takayuki Fujita*, Student Member, Shoji Iida*, Member

A single-phase half-bridge Power Factor Correction converter has no common-mode noise theoretically. The output dc capacitor voltages, however, happen to be unbalanced sometimes. In this paper, it is made clear that the unbalanced voltages are principally caused by the asymmetry on the reference signal or the detected current wave. We investigate an improved converter, which has double half-bridge PFC converters in common with two output dc capacitors and should be connected to the single-phase three-wired distribution system. It can output their balanced capacitor voltages even if the reference signal wave has the asymmetry due to the offset in the control circuit. As a result, it can be operated with the lower distortion in source currents, the higher power factor, and the lower ripple in output dc voltage as compared with the conventional converter. Moreover, their output capacitors can be downsized for saving the costs and the maintenances.

キーワード：ハーフブリッジ，高力率コンバータ，平衡コンデンサ電圧，電流ひずみ，単相三線式配電系統，小容量コンデンサ

Keywords: half-bridge circuit, PFC converter, balanced capacitor voltages, current distortion, single-phase three-wired distribution system, downsized capacitance

1. まえがき

ダイオード2個とコンデンサ2個から成る単相ダイオード倍電圧コンバータは，簡単な構成で交流電圧の倍の直流電圧を出力できるため，インバータ等，様々な装置の直流電源に広く用いられている。しかし，電源電流がパルス波形となって多くの低次高調波を流出するため，図1のように，各ダイオードにスイッチング素子を逆並列に挿入した高力率コンバータが検討されている^{(1)~(6)}。これを単相倍電圧高力率コンバータと呼ぶ例もあるが，倍電圧に限らず，電源電圧以上の任意の直流電圧を出力できるため，ここでは単相ハーフブリッジ高力率コンバータと呼ぶ⁽⁶⁾。

この方式は電源電流をほぼ正弦波として高力率を維持できる上，逆変換動作も可能であるため，PDS（可変速駆動システム）にも適用できる。さらに，コンデンサの中性点は交流電源の1端子と同電位であるため，トランスレス構成としても原理的にコモンモードノイズを発生しない⁽⁵⁾。従って，本方式を単相UPS（無停電電源）に応用した場合，入

出力間を1線共通とすれば，EMC（電磁環境両立性）に優れたシステムとすることができる⁽⁶⁾⁽⁷⁾。

しかし，このコンバータでは2つのコンデンサ電圧が不平衡になり易いことが知られている。前記の単相UPS適用時に，不平衡電圧ではその交流出力電圧が非対称となる。さらに，平衡が著しく崩れて一方のコンデンサ電圧が電源のピーク値以下になると，交流電流はひずみ波となって高力率を維持できない。この対策として，コンデンサ中性点電位安定化制御⁽⁵⁾のような制御方式による改善と，回路構成の改善に大別される。後者の中で，文献(4)の方式は優れた平衡特性を有しているが，交流端子とコンデンサ中性点の間に双方向スイッチを挿入するため，コモンモードノイズ対策に優位な本コンバータの特徴が失われる。

以上の背景の下に，本論文では，回路構成によるコンデンサ電圧の平衡化を目指す。まず，従来の単相ハーフブリッジ高力率コンバータを通常の単相二線式配電系統に接続する図1の方式（以下，二線式と呼ぶ）で，コンデンサ電圧が不平衡となる主な原因をシミュレーションによって明らかとする。次に，コンデンサを共通とした2組のハーフブリッジ高力率コンバータを単相三線式配電系統に接続する図7の方式（以下，三線式と呼ぶ）を用いれば，コンデンサ電圧を平衡に維持できることを実測およびシミュレーショ

* 東京電機大学

〒101-8457 東京都千代田区神田錦町 2-2

Tokyo Denki University

2-2, Kanda-nishikicho, Chiyoda, Tokyo 101-8457

ンによって明らかとする⁽¹¹⁾。さらに直流コンデンサを小容量化した場合も、三線式は安定した動作が維持できることを示す⁽¹²⁾。

2. 二線式の検討

2.1 回路構成およびコンデンサ電圧の検討 図1は、二線式の主回路構成を示す。単相ダイオード倍電圧コンバータにおけるダイオード D_1, D_1' に、スイッチング素子 S_1, S_1' を逆並列に付加した構成である。 C_1, C_2 は直流コンデンサであり、それぞれの電圧を V_{C1}, V_{C2} 、合わせた直流出力電圧を V_d とする。 L は交流リアクトルであり、これを通して単相二線式配電系統に接続される。

図1の回路に対する制御方法として、一般に電流追従方式と正弦波 PWM 方式が用いられるが⁽⁸⁾、以下では制御回路が簡単な前者を対象とする。すなわち、電源電圧に同期した基準正弦波信号およびヒステリシス幅を設定し、検出したリアクトル電流がヒステリシス幅内で信号に追従するように、スイッチング素子をオンオフする制御方法である。

図1 単相ハーフブリッジ高力率コンバータ
(二線式)

Fig. 1. Conventional PFC converter with half-bridge connection (2-wired converter).

表1 回路定数

Table 1. Circuit constants.

ac reactor L	2 [mH]
dc capacitor $C_1=C_2$	4700 [μ F]
hysteresis bandwidth Δ	1 [A]
ac source voltage V_s	50 [V]
dc output voltage V_d	200 [V]
dc output current I_d	2 [A]

図2 二線式の電流電圧波形

Fig. 2. Current and voltage waveforms in 2-wired converter.

図2(a)は、表1の回路定数を用いた場合の各コンデンサ電圧とリアクトル電流 i_L の実測波形である。大容量のコンデンサを用いているにもかかわらず、コンデンサ電圧は大きく不平衡となり、コンデンサ電圧 V_{C2} が電源電圧のピーク値を下回っている。この結果、一部区間で昇圧動作の条件を満足せず、基準正弦波信号に追従できずに負極性のリアクトル電流にひずみを生じている。

一方、同一の回路定数の下で、シミュレーション (PSIM を使用) によって同じ波形を求めると、図2(b)を得る。このコンデンサ電圧は平衡しており、基準正弦波に追従したひずみの少ないリアクトル電流が得られている。

2.2 回路動作 以上のように、実測とシミュレーション結果が大きく異なった。この原因を明確にするため、まず、二線式の動作を検討する。図3は電源電圧が正極性の半周期間における回路動作を示す。

リアクトル電流 i_L がヒステリシス幅の下限となった時点で、スイッチング素子 S_1' をオンさせると、回路は図3(a)のモードAとなる。コンデンサ電圧 V_{C2} と電源電圧 V_s は加算されるので、リアクトル電流 i_L は増加する。この電流がヒステリシス幅の上限に達すると、制御信号をスイッチング素子 S_1 に切り換える。 S_1' はターンオフするが、 D_1 がオンするために S_1 は信号が与えられてもターンオンせず、回路は図3(b)のモードBに移行する。リアクトル電圧 V_L はコンデンサ電圧 V_{C1} と電源電圧 V_s の差となり、昇圧条件が満足されている限り $V_{C1} > V_s$ であるので、リアクトル電流 i_L は減少する。以上の動作が交互に繰り返されて、リアクトル電流 i_L は基準正弦波に追従する。

電源電圧が正の半周期の間、電源から充電されるコンデンサは C_1 のみである。一方の C_2 は負荷に放電する上に、モードAでは電源にも放電する。しかし、電源電圧が負の半周期では、スイッチング素子 S_1 のオンオフにより、逆に C_2 のみが電源から充電され、 C_1 は電源および負荷へ放電する。従って、電源電圧および基準正弦波が正負対称な波形である限り、1周期を通してみれば、 C_1 も C_2 も同じ量だけ充電され、両電圧に不平衡を生じることはない。

2.3 回路要素の不均一 以上は、回路要素や制御要素を均一と仮定した理想的な状態 (以下では均一状態と呼ぶ) であり、図2(b)のシミュレーション波形がこれに相当する。しかし、同図(a)のように実測ではコンデンサ電圧の不平衡が発生している。そこでこの原因を追求するため

図3 二線式の回路動作

Fig. 3. Circuit operations of 2-wired converter.

に、まず回路要素の不均一による影響を検討する。

複数存在する同一の回路要素（スイッチング素子 S_1 と S_1' 、ダイオード D_1 と D_1' 、コンデンサ C_1 と C_2 等）は、必ずしも同一回路定数であるとは限らない。同一定格であっても、デバイスの内部抵抗のバラツキ、コンデンサの静電容量や誘電損等の不均一が存在する。これら回路要素の不均一が、コンデンサ電圧をどの程度不平衡とするか、シミュレーションによって検討した。

図 4(a) は、コンデンサ C_1 の静電容量のみを表 1 に対して 10% 低減した場合のコンデンサ電圧波形を示す。図 2(b) の均一状態と比べてほとんど差はない。さらに、コンデンサの誘電損、スイッチング素子やダイオードの等価内部抵抗を不均一にしても、コンデンサ電圧にさほどの差は現れなかった。従って、たとえこれらの回路要素が若干不均一であっても、実測のような顕著な不平衡を生じることはない。

2.4 制御要素の不均一 基準正弦波信号や検出したリアクトル電流が理想的な正負対称波形であれば、2.2 節で述べたように、1 周期に渡る C_1 と C_2 への充電量は同じになる。しかし、制御回路をアナログ素子で構成した場合、そのオフセット調整によっては基準信号や検出リアクトル電流が偏り、正負ピーク値に不均一を生じることが予想される。例えば基準正弦波において、そのピーク値の 1% のオフセットが正極側に含まれた場合の波形をシミュレーションで求めると、図 4(b) となる。

1% のオフセットのため、正の信号波は均一状態よりそのピーク値が 1% 低く、負側は 1% 高くなる。このため、正の期間では、スイッチング素子 S_1' を均一状態よりわずかに短い時間オンさせれば追従できる。しかし、高くなった負の基準信号に追従するには、 S_1 を均一状態より少しずつ長い時間オンさせなければならない。この結果、均一状態に比べて C_1 への充電が多く、 C_2 への充電は少なくなり、図 4(b) に示されるような $V_{C1} > V_{C2}$ の不平衡が発生する。

基準正弦波のオフセットが増すと、この不平衡はさらに増大する。図 5 は、オフセット 4% の場合のコンデンサ電圧とリアクトル電流のシミュレーション波形である。 V_{C2} が電源電圧のピーク値以下となったため、リアクトル電流は基準正弦波に追従できず、ひずみ波形となる。これは図 2(a)

に示した実測波形に酷似している。

基準正弦波信号のオフセット量に対するコンデンサ電圧の平衡率とリアクトル電流のひずみ率を、シミュレーションによって求めると、図 6 の特性を得る。ただし、平衡率 β と直流成分を含んだひずみ率 DF は以下の定義による。

$$\beta = 1 - \frac{|V_{c1a} - V_{c2a}|}{V_d} \dots\dots\dots (1)$$

$$DF = \frac{\sqrt{I_0^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \dots\dots\dots (2)$$

ここで V_{c1a} 、 V_{c2a} は各コンデンサ電圧 V_{C1} 、 V_{C2} の平均値で、 $\beta=100\%$ で平衡状態となる。また、 I_1 、 I_n 、 I_0 はリアクトル電流 i_L の基本波と n 次調波の実効値および直流分である。

同図より、基準信号のオフセットがたとえ 1% 以下でも、コンデンサ電圧の平衡は崩れ始める。さらに、オフセットが数% が増えると、一方のコンデンサ電圧が電源電圧のピーク値以下に下がるため、リアクトル電流にひずみが発生し、オフセット量の増大と共にひずみは急増する。

一方、リアクトル電流を検出するセンサにオフセットが存在すると、検出されたリアクトル電流は偏り、正負非対称の不均一波形になる。この結果、たとえ基準正弦波は正負均一な対称波であっても、相対的に基準信号の不均一と同様に作用し、コンデンサ電圧の不平衡を招く。ただし、両者のオフセットの極性は逆に作用する。すなわち、センサ

図 5 基準信号にオフセット 4% 含有時の波形

Fig. 5. Simulated waveforms with 4% offset in positive reference signal.

図 4 不均一定数を用いたシミュレーション波形

Fig. 4. Simulated waveforms with unequal parameters.

図 6 基準信号オフセット量に対する特性

Fig. 6. Calculated characteristics for offset involved in reference signal.

が負極性側に1%および4%のオフセットを持つと、図4(b)および図5と同様の波形となる。この結果、センサ部のオフセット量に対するコンデンサ電圧の平衡率、リアクトル電流のひずみ率は図6とほぼ同じ特性となる。

以上の結果、二線式では、コンデンサ容量等の回路要素の不均一よりも、基準信号や検出リアクトル電流の正負非対称性が、コンデンサ電圧の不平衡に大きく影響する。基準信号の発生回路をオペアンプのようなアナログ要素で構成した場合、始動前にそのオフセット量をたとえ零に調整しても、装置の作動中も常に零に維持することは難しい。同様に、電流センサもオフセット零を保つことは困難である。さらに、それぞれのオフセットはたとえ僅かであっても、両者のオフセットが逆極性に現れると、両者を加算した値と等価に作用するため、僅かなオフセット量でも無視することはできない。

3. 三線式の検討

3.1 回路構成 以上のように、わずかに数%のオフセットによってコンデンサ電圧が不平衡となる根本的な原因は、コンデンサが電源半周期間には全く充電されず、次の半周期に偏って充電される点にある。これに対して、いずれの半周期にあっても、放電と充電を頻繁に繰り返すことができれば、上記のような制御要素の不均一によるコンデンサ電圧の不平衡は回避できることが期待される。

以上の発想の下に、コンデンサ電圧の不平衡を抑制し、さらにコンデンサの小容量化も可能な高効率コンバータとして、本論文では図7の三線式を検討する。電源は我が国独特の単相三線式配電システムを用いる。これは、柱上変圧器等によって同相の2つの単相電圧 V_{S1} 、 V_{S2} を供給する系統であり、一般家庭や小規模店舗等に広く配電されている。

この三線式は、コンデンサ C_1 、 C_2 を共通とし、二線式と同じハーフブリッジ構成のコンバータを2組内蔵している。すなわち、 C_1 、 C_2 とスイッチング素子 S_1 、 D_1 および S_1' 、 D_1' により1組のハーフブリッジを構成し、同じ C_1 、 C_2 を共用してスイッチング素子 S_2 、 D_2 および S_2' 、 D_2' から成るもう1組のハーフブリッジを構成する。2組のハ-

図7 単相三線式配電システムに接続したハーフブリッジ高効率コンバータの回路構成（三線式）

Fig. 7. Circuit configuration of improved PFC converter connected to single-phase three-wired distribution system (3-wired converter).

フブリッジは、それぞれ交流リアクトル L_1 および L_2 を通して、単相三線式配電システムの電圧 V_{S1} および V_{S2} に接続される⁽¹¹⁾。

これら2組のコンバータは、コンデンサのみならずコンデンサ中性線も共通である。これを単相三線式配電系統の中性点 N_S へ接続する。一般にこの中性点 N_S は接地されており、原理的にコモンモードノイズを発生しない二線式の特徴は、三線式においても失われることはない。

3.2 制御方法および回路動作 図7の回路に対しては様々な制御方法が適用できるが、以下では第2節と同じ電流追従制御方式を採用する。また、リアクトル電流 i_{L1} と i_{L2} を個別に検出する最も基本的な制御システムとする。すなわち、電源電圧に同期した基準正弦波信号を1つだけ作成し、検出した i_{L1} とこの信号の比較で S_1 と S_1' に交互にオン信号を与える。これと同時に、同じ基準信号と i_{L2} を比較して、 S_2 あるいは S_2' にオン信号を送る。

図8は、電源電圧 V_{S1} 、 V_{S2} が正極性の半周期期間における三線式の回路動作を示す。それぞれのリアクトル電流が基準正弦波ヒステリシス幅の下限となった時点で、 S_1' あるいは S_2 をターンオンさせる。両素子共にオン状態ならば、回路は図8(a)のモードAとなり、各リアクトル電流は増加する。これらの電流がヒステリシスの上限に達した時点で、それぞれのオン信号を S_1 または S_2' へ切り換える。 S_1' 、 S_2 がターンオフすると、 S_1 、 S_2' の逆並列ダイオード D_1 、 D_2' がオン状態となって回路は図8(b)のモードBになり、それぞれのリアクトル電流は減少する。

三線式では、 S_1 、 S_1' のオン信号と S_2 、 S_2' の信号は同期をとる必要がない。従って、両者の信号が切り替わるタイミングは異なるため、上記の2モードの他に、図8(c)のモードCおよび同図(d)のモードDの回路動作も存在する。すなわち、 S_1' と D_2' を通して、あるいは S_2 と D_1 を通して、2つの電源 V_{S1} と V_{S2} が短絡される。これらのモードでは、一方のリアクトル電流は増加するが、他方のリアクトル電流は減少する。しかし、図8(a)に比べるとその電流の増加

図8 三線式の回路動作

Fig. 8. Circuit operations of 3-wired converter.

率は低く、図 8(b) に比べて減少の割合は小さい。従って、図 8 の 4 パターンの動作を繰り返すことによって、それぞれのリアクトル電流を設定したヒステリシス幅の中で基準正弦波に追従させることができる。このように、リアクトル電流 i_{L1} および i_{L2} を同じ正弦波電流とすれば、 N_S - N_C 間の中性線電流を零にすることができる。

3・3 コンデンサ充放電の比較 図 8 と図 3 を比較すると、三線式の特徴が明らかとなる。すなわち、コンデンサは C_1 , C_2 共に図 8(a) のモード A で放電するが、同図 (b) のモード B で充電される。この動作で注目すべき点は、放電する電源と充電される電源がそれぞれ異なることである。例えば、 C_1 の場合、 V_{S2} に放電するが、その後 V_{S1} から充電される。 C_2 も V_{S1} へ放電した後に、 V_{S2} から充電される。三線式では単相三線式配電システムを用いているため、 V_{S1} , V_{S2} は同相で等しい振幅を持つ電圧源である。従って、充電あるいは放電する電源は異なっても、それぞれのコンデンサから見れば、あたかも同一の電源に対して頻繁に充放電を繰り返す動作とほぼ等価といえる。

さらに、図 8(c) のモード C で、 C_2 は V_{S1} へ放電すると同時に V_{S2} から充電され、同図 (d) のモード D では、 C_1 から V_{S2} への放電と、 V_{S1} から C_1 への充電が同時に行われる。従って、これらの回路動作が各コンデンサ電圧に与える影響はごく僅かである。

既に述べたように、二線式の場合、一方のコンデンサは電源周期の半周期間に渡って放電し続け、次の半周期に偏って充電されることが問題であった。これに対して、三線式は、上記のように短い周期で頻繁に充放電を繰り返すため、制御回路に少々オフセットを生じても、これによるコンデンサ電圧の不均衡は起こりにくいと予想される。

以上の効果を確認するため、三線式におけるリアクトル

電流 i_{L1} およびコンデンサ電圧 v_{C1} , v_{C2} の波形を求めると、図 9 を得る。同図 (a) は実測波形、(b) は回路要素も制御要素も全て均一状態としたシミュレーション波形である。ここで、回路定数は表 2 の値を用いた。表 1 と比べると、電源電圧は $V_{S1} = V_{S2} = V_S$ 、直流出力は同じであるため、リアクトル電流 i_{L1} は図 2 の i_L のほぼ半分になる。

実験装置の制御回路はオペアンプを使用しており、始動前にオフセットを零に調整しても、運転中の温度変化のため、図 2 の二線式ではコンデンサ電圧の不均衡を避けることは困難であった。これに対して三線式では、実測においてもコンデンサ電圧の不均衡は全く発生せず、予想通りの効果をあげていることが明らかとなった。この結果、リアクトル電流も図 2(a) のようなひずみを発生することはなく、ほぼ正弦波状の電流を得ることができた。

3・4 オフセットの影響 上記の図 9(b) は制御回路のオフセットを零とした場合のシミュレーション波形である。これに対して、図 5 と同じく基準正弦波信号の正極側に 4% のオフセットを加えた場合の波形をシミュレーションで求めると、図 10 となる。その他の制御要素、回路要素は均一状態とし、回路定数は表 2 と同じ値である。

三線式の場合、基準信号にこの程度のオフセットがあっても、図 10 のコンデンサ電圧は図 9(b) の均一状態と同じ

値に平衡している。この結果、図 5 の二線式で現れた基準信号に追従できない現象は起こらず、ほぼ正弦波状のリアクトル電流を得ることができる。

三線式において、基準信号のオフセット量に対するコンデンサ電圧の平衡率 β とリアクトル電流のひずみ率 DF を、シミュレーションによって求めると、図 11 を得る。それぞれの定義は (1), (2) 式による。図 6 に示された二線式の同特性と比べると、本三線式ではオフセットが崩れても、コンデンサ電圧はほぼ平衡を維持できることが確認できる。この結果、二線式のように、一方のコンデンサ電圧が低くなり、追従制御が不可能となったためにリアクトル電流がひずむということはない。

しかし、図 10 に見られるように、オフセットのためにリアクトル電流は電源電圧の極性反転時に不連続となる。これは、今回使用した制御回路では、検出したリアクトル電流と信号波を全波整流し、両者を比較して追従制御した

表 2 回路定数

Table 2. Circuit constants.

ac reactor $L_1=L_2$	2 [mH]
dc capacitor $C_1=C_2$	2200 [μ F]
hysteresis bandwidth Δ	1 [A]
ac source voltage $V_{S1}=V_{S2}$	50 [V]
dc output voltage V_d	200 [V]
dc output current I_d	2 [A]

図 9 三線式の電流電圧波形

Fig. 9. Current and voltage waveforms in 3-wired converter.

図 10 基準信号にオフセット 4% 含有時の波形

Fig. 10. Simulated waveforms with 4% offset in positive reference signal.

図 11 基準信号オフセット量に対する特性

Fig. 11. Calculated characteristics for offset involved in reference signal.

上で、電源電圧に同期した極性に戻していることに起因する。すなわち、全波基準信号波はオフセットのために半周期時間に長短の差を生じるが、制御回路内のリアクトル電流は電源半周期を越えても連続的に追従する。しかし、リアクトルの実電流は、これを電源電圧の極性反転に同期して折り返すため、不連続な電流波形となる。この結果、オフセット量が大きくなると、この不連続領域が拡大し、直流分の発生や偶数調波の増大を生じるため、図 11 に示されるようにリアクトル電流のひずみは急増する。この問題に対しては、制御回路の改良など今後の検討が必要である。

3・5 出力電圧の特性比較 3・3 節で述べたように、二線式がコンデンサの充放電を電源周波数で行うのに対し、三線式は高周波で充放電を繰り返す。従って、二線式に比べて、三線式は直流出力電圧の脈動が抑制できると期待される。既に示した図 9 の実測波形でも、コンデンサ容量を図 2 の二線式の半分としたにもかかわらず、ほぼ一定の平滑なコンデンサ電圧が得られている。

そこで、下記で定義される直流出力電圧の脈動率 δ と、さらに前項で検討したコンデンサ電圧の平衡率 β を実測により求め、二線式と三線式の特性を比較する。

$$\delta = \frac{V_{d\max} - V_{d\min}}{V_{da}} \quad (3)$$

ここで、 $V_{d\max}$ 、 $V_{d\min}$ は直流出力電圧 V_d の最大値および最小値、 V_{da} は平均値である。

両方式共に表 2 の回路定数とし ($V_S = V_{S1} = V_{S2}$)、直流出力電流 I_d を変えて直流出力に対する β と δ の特性を求めると、図 12(a) となる。平滑コンデンサが比較的小容量であるため、両方式共に出力を増すと脈動は次第に増大する。しかし、三線式は常に二線式の 1/3 程度の脈動率であり、上記の予想が確認されたこととなる。さらに、二線式では出力増加に伴ってコンデンサ電圧の不均衡が激しくなるが、三線式はほぼ平衡状態に維持されている。

さらに図 12(b) は、直流電圧 V_d を変えた場合の昇圧比に対する β と δ の特性である。一般に、昇圧比を上げるほど電源電流のひずみは下がることから知られている。しかし、同図によると、二線式では昇圧比を高めるとコンデンサ電

(a) correlations of β and δ with output power (b) correlations of β and δ with boost ratio

図 12 特性比較

Fig. 12. Comparison on measured characteristics.

圧の平衡が崩れ、出力電圧の脈動も悪化する。このため、その昇圧比の上限を適切に選定しなければならない。これに対して三線式では、実用的な昇圧比の範囲内では、コンデンサ電圧は常に平衡を維持し、直流電圧も十分に低い脈動に抑えることができる。

4. コンデンサの小容量化

4・1 出力電圧の特性比較 コンデンサ入力形コンバータでは、その出力電圧を一定平滑とするために、一般に数千 μF の大容量コンデンサを使用している。しかし、装置の小型化や経済性を勘案すると、コンデンサの小容量化が望まれる。さらに、現在広く適用されているアルミ電解コンデンサは経年劣化するため、電解コンデンサレス、交流用コンデンサの適用が検討されている⁽⁹⁾。

3・5 項で述べたように、三線式は二線式より直流出力電圧の脈動を抑制できるため、コンデンサの小容量化が可能である⁽¹²⁾。そこで、コンデンサ容量に対する両方式の直流出力電圧脈動率 δ を実測すると、図 13(a) を得る。回路定数は表 2 と同じである。両方式ともにコンデンサ容量を低減するにつれて脈動率が反比例的に増加するが、常に三線式は二線式より低く、約半分程度の脈動率である。

同様に、コンデンサ容量に対するコンデンサ電圧の平衡率 β を実測すると、図 13(b) となる。三線式は、全域に渡って 100%に近い平衡を維持し、安定した動作を行うことができる。これに対して二線式は、2・4 節で述べたように大容量下でもコンデンサ電圧に不均衡を生じる。しかし同図によると、コンデンサ容量を小さくした場合、平衡率は

図 13 コンデンサ小容量化に対する特性比較

Fig. 13. Comparison on measured characteristics for downsized capacitance.

図 14 $C_1 = C_2 = 200 \mu\text{F}$ における実測波形の比較

Fig. 14. Comparison of measured waveforms at $C_1 = C_2 = 200 \mu\text{F}$.

急増して、あたかも平衡状態に近づくように見受けられる。

4.2 コンデンサ電圧の脈動 上記の現象を検討するために、 $C_1 = C_2 = 200 \mu\text{F}$ における実測波形を図 14 に示す。小容量コンデンサを使用しているが、同図 (1-a) に示される三線式のコンデンサ電圧の脈動は、比較的小さい。この場合、 V_{c1} 、 V_{c2} の最小点と最大点がほぼ同位相であるため、両者の差である同図 (2-a) の直流出力電圧は、コンデンサ電圧とほぼ同じ脈動率を持つ。

一方、図 14(2-b) に示す二線式の直流出力電圧は、同図 (2-a) の三線式に比べて、単純に脈動が多くなったように見なされる。しかし、この時のコンデンサ電圧は、同図 (1-b) に示すように、零電圧を割り込む程に激しく脈動した波形となる。このため、コンデンサの無極性化対策が必要となる上、実測では設定直流電圧 $V_d = 200 \text{ V}$ まで昇圧できず、 $V_d = 170 \text{ V}$ 、昇圧比 3.4 とするのが限度であった。

このようにコンデンサ電圧は激しく脈動するが、一方の

最小点近くに他方の最大点がかかるため、両者の差である直流出力電圧は、一見、その脈動が比較的抑えられているに過ぎない。さらに、(1) 式で表した平衡率の定義が平均値のみを対象としているため、脈動は激しいものの各コンデンサ電圧の平均値が接近してくることにより、平衡率 β は高まる結果となる。

以上のように、二線式でコンデンサを小容量化した場合、出力電圧以上にコンデンサ電圧が激しく脈動する。このため追従不能となり、安定な動作は困難で、実験では $200 \mu\text{F}$ までが限度であった。これに対して三線式では、コンデンサ電圧も出力電圧もほぼ類似の波形を維持し、脈動は激しくなるが、 $50 \mu\text{F}$ でも低ひずみ高力率で安定した動作が可能であった。従って、例えばこれをインバータ用電源とした場合、インバータ側で脈動直流電圧に対する対策を施せば⁽⁹⁾、電解コンデンサレスとして交流用コンデンサの適用も可能と思われる。

5. むすび

本論文では、まず、従来の単相ハーフブリッジ高力率コンバータにおいて、コンデンサ電圧が不平衡となる原因を検討し、基準信号や検出電流の非対称性が主因であることを定量的に明確とした。これを改善する一方式として、コンデンサを共用したハーフブリッジコンバータ 2 組を、単相三線式配電系統に接続する三線式を検討した。

この三線式は、一見、4 つのスイッチング素子を用いた通常の単相フルブリッジ構成と同じで、これを倍電圧の単相電源に接続した方式と見なせる⁽¹⁰⁾。もともとフルブリッジはハーフブリッジを 2 つ組み合わせた構成であるから、一般論としてもこの見解は当然といえよう。しかし、ハーフブリッジ構成は原理的にコモンモードノイズを発生しないという、フルブリッジにはない特徴をもつ。この長所を堅持しながら、問題点であるコンデンサ電圧の不平衡を改善した帰結が、本論文の方式である。接地された単相三線式配電系統の中性点とコンデンサの中性点と結ぶことが、EMI 対策に重要である⁽⁵⁾⁽¹⁰⁾。これを単相 UPS に適用する場合も、入出力を一線共通とすることによって、EMC に有利なシステムとすることができる⁽⁶⁾⁽⁷⁾。

二線式では、電源半周期に渡って一方のコンデンサを放電し、続く半周期に充電が偏っているのに対して、三線式では、2 組のコンデンサと 2 組の単相電源の間を短い周期で頻繁に充放電する。このため、基準正弦波に少々オフセットが含まれていても、2 つのコンデンサ電圧の平衡は維持でき、二線式のように昇圧条件が満たされずに電流を追従制御できなくなることはなく、ほぼ正弦波状の低ひずみな電源電流が得られる。さらに、コンデンサ電圧の脈動が少ないため、直流電圧の脈動も低いこと、コンデンサの小容量化にも有利であることを実測により確認した。

本論文では、図 7 に示したコンバータの制御システムとして、2 つのリアクトル電流 i_{L1} 、 i_{L2} を個別に検出する最も基本的な方式を採用した。このため、各センサ部にオフ

セットが存在すると、二線式と同様に、検出電流に偏りを生じるが、2つのオフセットが逆極性の場合はお互いに打ち消されて平衡状態に近づく。両者が同一極性の場合はこの効果は薄れるが、たとえ同量のオフセットが含まれても、コンデンサ電圧平衡率は二線式に比べ10%程改善されることが、シミュレーションによって確認された。ただし、複数の電流センサを設置することは経済的に不利であり、実用化に向けては電流センサの単一化が望まれる。従って、この改良を含めて、電流センサ部オフセットの影響は今後の検討課題とし、本論文では、三線式が安定に動作していることを示す実験結果の提示にとどめる。

本論文では、三線式を高力率コンバータとして動作させるため、2つの電源電流は同一の基準正弦波信号に追従するように制御した。しかし、基準信号をそれぞれ変え、例えば、一方をコンバータ、他方をインバータとして同時に動作させることも可能である。これを応用すれば、電流バランスとして単相三線式配電系統の電流を平衡に保つことができる。さらに、ピークカット機能、無効電力補償機能、高調波抑制機能等を加えることも可能である。これらのシステムに対しては、今後検討する予定である。

本研究は日本学術振興会の科学研究費補助を得て行われた。さらに、東京電機大学総合研究所の研究の一環として行われた。関係各位に深謝します。また、本研究を遂行する際に、本学電気工学科片岡昭雄教授から適切な助言を賜りましたことを深く感謝いたします。また、同枳川重男講師を始め、パワーエレクトロニクス研究室の方々のご援助、ご協力に感謝いたします。

(平成15年9月30日受付, 平成16年3月4日再受付)

文 献

- (1) R. Srinivasan and R. Oruganti: "A Unity Power Factor Converter Using Half-Bridge Boost Topology", *IEEE Tran. on PE*, Vol.13, No.3, pp.487-500 (1998-5)
- (2) R.M. Finizi Neto and J.B. Vieira, Jr., et al.: "A High Power Factor Doubler Half Bridge Boost without Losses of Commutation", CD-R on EPE, pp.1-9 (2001-9)
- (3) Y. Nakajima, et al.: "Single-Phase UPS using modified half bridge converter", 1999 National Convention Record, IEE Japan, No.916 (1999-3) (in Japanese)
中島康博・伊東洋一・渡辺敏彦・浅川舟也:「変形ハーフブリッジ変換器を用いた単相UPSの検討」, 平11電気学会大会, No.916 (1999-3)
- (4) H. Kiyotake, et al.: "Characteristics of Shingle-Phase Voltage-Doubler Rectifier with Balanced Capacitor Voltages", *T. IEE Japan*, Vol.121-D, No.9, pp.964-969 (2001-9) (in Japanese)
清武博文・岡田英彦・石坂耕一・伊藤良三:「キャパシタ電圧を平衡化した単相倍電圧整流器の特性」, 電学論 D, 121, 9, pp.964-969 (2001-9)
- (5) M. Ohshima: "Transformerless ac/dc conversion with means to suppress the common mode noise emission", Proc. 2001 Japan Industry Applications Society Conference, No.S8-2 (2001-8) (in Japanese)
大島正明:「トランスレス交直変換とコモンモードノイズ対策」, 平13電気学会産業応用部門大会, No.S8-2 (2001-8)
- (6) 高力率コンバータの回路方式協同研究委員会:「高力率コンバータ」, 電気学会技術報告, 第785号, pp.42-45 (2000-6)
- (7) M. Yatsu: "State-of-the-art of Uninterruptible Power Systems", Proc. 1999 Japan Industry Applications Society Conference, No.S7-1 (1999-8) (in Japanese)
谷津 誠:「無停電電源システム(UPS)の最新技術動向」, 平11電気学会産業応用部門大会, No.S.7-1 (1999-8)
- (8) アクティブフィルタ機能を有する高性能電力変換システム調査専門委員会:「アクティブフィルタ機能を有する電力変換回路とシステム」, 電気学会技術報告, 第643号, pp.65-66 (1997-7)
- (9) H. Haga, et al.: "Electrolytic capacitor less unity power factor control method using single-phase diode rectifier", 2003 National Convention Record, IEE Japan, No.4-069 (2003-3) (in Japanese)
芳賀 仁・齊藤和夫・高橋 勲:「単相ダイオード整流回路の電解コンデンサレス高力率インバータ制御法」, 平15電気学会大会, No.4-069 (2003-3)
- (10) M. Ohshima, et al.: "A Constantly-sampled PWM Scheme for a Three-wired Single-phase ac/dc Converter", Proc. 1999 Japan Industry Applications Society Conference, No.262 (1999-8) (in Japanese)
大島正明・正田英介:「単相三線式交直変換回路における定サンプル型PWM方式」, 平11電気学会産業応用部門大会, No.262 (1999-8)
- (11) T. Fujita, et al.: "PFC Voltage-Doubler Rectifier with Balanced Capacitor Voltages", Proc. 2002 Japan Industry Applications Society Conference, No.Y-22 (2002-8) (in Japanese)
藤田崇之・飯田祥二:「平衡コンデンサ電圧特性を有する高力率倍電圧整流回路」, 平14電気学会産業応用部門大会, No.Y-22 (2002-8)
- (12) T. Fujita, et al.: "Reduction of DC Capacitors in PFC Voltage-Doubler Rectifier", 2002 National Convention Record, IEIE Japan, No.B-19 (2002-9) (in Japanese)
藤田崇之・飯田祥二:「高力率倍電圧整流回路における直流コンデンサの小容量化」, 平14電気設備学会大会, No.B-19 (2002-9)

藤田 崇之 (学生員) 1978年7月生。2001年3月東京電機大学工学部電気工学科卒業。2003年3月同大学大学院博士前期(修士)課程修了。現在、同大学院博士後期課程在学中。

飯田 祥二 (正員) 1943年1月生。1971年3月東京電機大学大学院博士課程満期退学。同大学助手、講師、助教授を経て、1987年同大学教授、現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクス、特に変換装置の高調波低減に関する研究に従事。電気設備学会会員、IEEE会員、EPE会員。